

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-262256

(43)Date of publication of application : 24.09.1999

(51)Int. Cl. H02M 3/28
H02M 7/48
H05B 41/29

(21)Application number : 10-063708

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD

(22)Date of filing : 13.03.1998

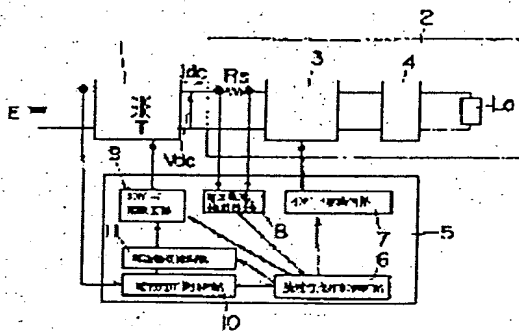
(72)Inventor : NAKAI HIDEKI
KONISHI YOJI
INADA YOSHIYUKI
KISHIMOTO AKIHIRO
MITANI MASATAKA

(54) POWER UNIT AND ELECTRIC DISCHARGE LAMP TURNING-ON DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve the power supply efficiency of a power unit by suppressing the power supply loss of the unit to be within the full fluctuating range of the power supply voltage of a DC power source.

SOLUTION: A power supply voltage detecting circuit 10 detects the power supply voltage of a DC power source E and outputs a detection output to an electric discharge lamp control circuit 6 and a frequency switching circuit 11. The circuit 11 switches the switching frequency (f) of the switching element of a converter circuit 1 into a frequency f_1 or f_2 ($f_2 < f_1$), by outputting a switching signal to a converter driving circuit 9 in accordance with the detection output of the circuit 10. Since the switching frequency (f) is switched in accordance with the detection output, so that the duty of the switching element lies within a range within which the efficiency η of the converter circuit 1 can be maintained at a prescribed value or higher, the efficiency η of the converter circuit 1 can be improved by reducing the power loss of the circuit 1.



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 直流電源と、トランスの電圧変換動作並びにスイッチング素子のスイッチング動作を利用して上記直流電源の電源電圧を所定の直流電圧に変換し負荷手段に供給する電圧変換手段と、該電圧変換手段から上記負荷手段に供給される直流電圧を検出する直流電圧検出手段と、該直流電圧検出手段の検出出力に応じて上記負荷手段に供給される直流電圧が所望のレベルとなるように上記スイッチング素子のデューティを可変する制御手段と、上記直流電源の電源電圧を検出する電源電圧検出手段と、該電源電圧検出手段の検出出力に応じて上記スイッチング素子のデューティが上記電圧変換手段における変換効率を所定値以上に維持可能な範囲となるように、上記スイッチング素子のスイッチング周波数を可変する周波数可変手段とを備えたことを特徴とする電源装置。

【請求項2】 上記スイッチング素子のデューティの範囲を15%以上且つ85%以下としたことを特徴とする請求項1記載の電源装置。

【請求項3】 放電灯と、上記電圧変換手段から供給される直流電圧を交流電圧に変換して上記放電灯に供給するインバータ回路と、上記放電灯を始動する始動回路とを具備する上記負荷手段を備えたことを特徴とする請求項1又は請求項2記載の放電灯点灯装置。

【請求項4】 上記周波数可変手段は、上記スイッチング素子のスイッチング周波数を2段階に切り換えることを特徴とする請求項1記載の電源装置。

【請求項5】 上記周波数可変手段は、上記電源電圧検出手段で検出される電源電圧が上記直流電源の定格電圧の60%以上であるときにスイッチング周波数を可変することを特徴とする請求項1又は2記載の放電灯点灯装置。

【請求項6】 上記周波数可変手段は、上記スイッチング素子のスイッチング周波数を3段階以上に切り換えることを特徴とする請求項1記載の電源装置。

【請求項7】 上記周波数可変手段は、上記スイッチング素子のスイッチング周波数を連続的に可変することを特徴とする請求項1記載の電源装置。

【請求項8】 上記スイッチング素子のデューティの範囲を45%以上且つ55%以下としたことを特徴とする請求項1記載の電源装置。

【請求項9】 上記周波数可変手段は、上記放電灯の始動時にスイッチング周波数の可変動作を停止して成ることを特徴とする請求項3記載の放電灯点灯装置。

【請求項10】 上記放電灯の光出力が略一定となるように上記インバータ回路の発振周波数を制御するインバータ制御手段を備えたことを特徴とする請求項3記載の放電灯点灯装置。

【請求項11】 上記インバータ制御手段は、上記電源電圧検出手段の検出出力が所定値以下の場合には上記放

2

電灯への出力を下げて成ることを特徴とする請求項10記載の放電灯点灯装置。

【請求項12】 上記電源電圧検出手段の検出出力に応じて上記トランスの巻き数比を切り換える手段を備えたことを特徴とする請求項1又は2記載の電源装置。

【請求項13】 上記直流電源の定格電圧が略12Vであり、且つ上記放電灯がキセノンメタルハライドランプであって、上記周波数可変手段は、上記電源電圧検出段で検出される電源電圧が8V以上の場合に上記スイッチング素子のスイッチング周波数を低くして成ることを特徴とする請求項3記載の放電灯点灯装置。

【請求項14】 上記直流電源の定格電圧が略24Vであり、且つ上記放電灯がキセノンメタルハライドランプであって、上記周波数可変手段は、上記電源電圧検出段で検出される電源電圧が16V以上の場合に上記スイッチング素子のスイッチング周波数を低くして成ることを特徴とする請求項3記載の放電灯点灯装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直流電源の電源電圧を所望の直流電圧に変換して負荷手段に供給する電圧変換手段を備えた電源装置、及びそのような電源装置を用いて負荷である放電灯を点灯する放電灯点灯装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】図13は従来の電源装置（放電灯点灯装置）の一例を示すブロック図であり、直流電源Eの電源電圧を所望の直流電圧に変換して負荷部2に供給する電圧変換手段たるコンバータ回路1を備えている。また、負荷部2は、放電灯Laと、コンバータ回路1から供給される直流電圧Vdcを交流電圧に変換して放電灯Laに供給するインバータ回路3と、放電灯Laに始動電圧を印加する始動回路4とを具備する。制御回路5はコンバータ回路1からインバータ回路3に供給される直流電圧Vdc並びに直流電流Idcを検出抵抗Rsにて検出し、その検出値に応じてコンバータ回路1から出力される直流電圧が所望の値となるように、コンバータ回路1が具備するスイッチング素子SW1のデューティ（オンデューティ比）を制御するとともに、インバータ回路3の発振周波数を制御することで放電灯Laの始動から点灯までの一連の動作制御を行うものである。

【0003】図14は所謂フライバック型のコンバータ回路1と、フルブリッジ型のインバータ回路3とを用いた上記従来装置の具体回路構成の一例を示している。直流電源Eの両極間には、電源コンデンサC1と、トランスTの1次巻線とスイッチング素子SW1の直列回路とが並列に接続されている。また、トランスTの2次巻線には整流用のダイオードD1を介してコンデンサC11が接続されている。さらに、ダイオードD1とコンデンサC11の接続点とインバータ回路3との間には検出用の抵

3

抗 R_s が接続されている。

【0004】而して、抵抗 R_s によって検出されるコンバータ回路1の出力電圧 V_{dc} 並びに出力電流 I_{dc} が所定値となるように、制御回路5'がコンバータ回路1のスイッチング素子 SW_1 のデューティを可変するのである。すなわち、検出電圧又は検出電流が大きくなれば、スイッチング素子 SW_1 のデューティを小さくしてコンバータ回路1の出力を低くし、検出電圧又は検出電流が小さくなれば、スイッチング素子 SW_1 のデューティを大きくしてコンバータ回路1の出力を高くするのである。 10

【0005】一方、インバータ回路3は4個のスイッチング素子 $SW_{11} \sim SW_{14}$ を有するフルブリッジ型であって、各一對のスイッチング素子 SW_{11} と SW_{12} 、 SW_{13} と SW_{14} の接続点間にフィルタ用のインダクタ L_{11} 及びコンデンサ C_{21} の直列回路が接続され、このコンデンサ C_{21} の両端間に始動回路4と放電灯 L_a の直列回路が接続されている。始動回路4は、2次側がコンデンサ C_{21} と放電灯 L_a の間に接続されたパルストランス PT を介して放電灯 L_a の始動時にパルス電圧を印加するもので20ある。なお、放電灯 L_a はキセノンメタルハライドランプのような放電灯である。

【0006】図15は所謂2石型（又はハーフブリッジ型）のコンバータ回路1と、フルブリッジ型のインバータ回路3とを用いた上記従来装置の具体回路構成の他の例を示している。このコンバータ回路1は、一對のスイッチング素子 SW_1 、 SW_2 の直列回路と一對のコンデンサ C_2 、 C_3 の直列回路が並列に接続され、スイッチング素子 SW_1 、 SW_2 の接続点とコンデンサ C_2 、 C_3 の接続点間にトランス T の1次巻線が接続されるとと30もに、ローサイドのコンデンサ C_2 の両端にフィルタ用のインダクタ L_1 を介して電源コンデンサ C_1 と直流電源 E とが並列に接続され、さらにトランス T の2次巻線にはダイオード D_1 とコンデンサ C_{12} の並列回路を介してダイオード D_3 並びにダイオード D_2 とコンデンサ C_{11} が接続されて構成される。ここで、ダイオード $D_1 \sim D_3$ 並びにコンデンサ C_{11} 、 C_{12} は倍整流回路を構成する。なお、インバータ回路3の構成は図14に示したものと共通であるから説明は省略する。

【0007】ところで、上記従来装置において、直流電源 E の電源電圧が定格電圧 V_s の0.5倍から1.5倍の間で変動した場合のコンバータ回路1の効率 η （＝コンバータ回路1の出力電力／入力電力）の特性を図16に示す。例えば、電源電圧が定格電圧 V_s 付近のときに最大効率が得られるように最適な設計を行った場合、図16からも明らかなように、特に電源電圧が定格電圧 V_s の0.5倍というような低い時（低電圧時）に効率 η が大きく低下してしまう。

【0008】一方、図17には直流電源 E の電源電圧が上記のように変動した場合におけるコンバータ回路1の50

4

スイッチング素子 SW_1 のデューティ（オンデューティ比）〔％〕と電源電圧との関係を示す。この図17からも明らかなように、電源電圧の低電圧時にはデューティも非常に大きくなり、コンバータ回路1が具備するスイッチング素子 SW_1 のデューティを可変するだけでは、幅広い使用電源電圧（直流電源 E の電源電圧変動範囲0.5V $s \sim 1.5$ V s ）における電源装置の高効率化には限界があることが判る。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】一般的に上記従来装置のような電源装置の電源効率（＝負荷電力／入力電力）は、コンバータ回路1の効率 η に大きく依存すると考えられるので、直流電源 E が電池のようにインピーダンスが大きい場合や、かかる電源装置を車載用の放電灯点灯装置として用いる場合、直流電源 E の電源電圧の変動や変動幅が大きく、電源電圧の全範囲において電源損失（入力電力－負荷電力）を抑えることや、電源効率を向上させることは困難である。従って、これらの電源装置及び放電灯点灯装置を従来（現状）の性能を維持した状態で小型化したり、従来と同等形状又は寸法で信頼性を向上するには自ずと限界がある。

【0010】本発明は上記事情に鑑みて為されたものであり、その目的とするところは、直流電源の電源電圧の全変動範囲内で電源損失を抑えて電源効率を向上させることが可能な電源装置及び放電灯点灯装置を提供することにある。

【0011】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明は、上記目的を達成するために、直流電源と、トランスの電圧変換動作並びにスイッチング素子のスイッチング動作を利用して上記直流電源の電源電圧を所定の直流電圧に変換し負荷手段に供給する電圧変換手段と、該電圧変換手段から上記負荷手段に供給される直流電圧を検出する直流電圧検出手段と、該直流電圧検出手段の検出出力に応じて上記負荷手段に供給される直流電圧が所望のレベルとなるように上記スイッチング素子のデューティを可変する制御手段と、上記直流電源の電源電圧を検出する電源電圧検出手段と、該電源電圧検出手段の検出出力に応じて上記スイッチング素子のデューティが上記電圧変換手段における変換効率を所定値以上に維持可能な範囲となるように、上記スイッチング素子のスイッチング周波数を可変する周波数可変手段とを備えたことを特徴とし、直流電源の電源電圧の全変動範囲内で電源損失を抑えて電源効率を向上させることが可能となる。

【0012】請求項2の発明は、請求項1の発明において、上記スイッチング素子のデューティの範囲を15％以上且つ85％以下としたことを特徴とし、直流電源の電源電圧の全変動範囲内で電源損失を抑えて電源効率を向上させることが可能となる。請求項3の発明は、請求項1又は2の発明において、放電灯と、上記電圧変換手

5

段から供給される直流電圧を交流電圧に変換して上記放電灯に供給するインバータ回路と、上記放電灯を始動する始動回路とを具備する上記負荷手段を備えたことを特徴とし、直流電源の電源電圧の全変動範囲内で電源損失を抑えて電源効率を向上させることが可能な放電灯点灯装置が実現できる。

【0013】請求項4の発明は、請求項1の発明において、上記周波数可変手段が、上記スイッチング素子のスイッチング周波数を2段階に切り換えることを特徴とし、本発明の望ましい実施形態である。請求項5の発明10は、請求項1又は2の発明において、上記周波数可変手段が、上記電源電圧検出手段で検出される電源電圧が上記直流電源の定格電圧の60%以上であるときにスイッチング周波数を可変することを特徴とし、特に電源電圧が定格電圧よりも低い範囲における電源損失を抑えて電源効率を向上させることが可能となる。

【0014】請求項6の発明は、請求項1の発明において、上記周波数可変手段が、上記スイッチング素子のスイッチング周波数を3段階以上に切り換えることを特徴とし、本発明の望ましい実施形態である。請求項7の発明20は、請求項1の発明において、上記周波数可変手段が、上記スイッチング素子のスイッチング周波数を連続的に可変することを特徴とし、本発明の望ましい実施形態である。

【0015】請求項8の発明は、請求項1の発明において、上記スイッチング素子のデューティの範囲を45%以上且つ55%以下としたことを特徴とし、本発明の望ましい実施形態である。請求項9の発明は、請求項3の発明において、上記周波数可変手段が、上記放電灯の始動時にスイッチング周波数の可変動作を停止して成る30ことを特徴とし、スイッチング素子のデューティ範囲を決めることで放電灯の始動時における立ち上がり電力不足の可能性がなくなり、放電灯を安定点灯し且つ光束を瞬時に立ち上げることを妨げずに電圧変換手段の効率を向上させることができる。

【0016】請求項10の発明は、請求項3の発明において、上記放電灯の光出力が略一定となるように上記インバータ回路の発振周波数を制御するインバータ制御手段を備えたことを特徴とし、本発明の望ましい実施形態である。請求項11の発明は、請求項10記載の発明に40において、上記インバータ制御手段が、上記電源電圧検出手段の検出出力が所定値以下の場合には上記放電灯への出力を下げて成ることを特徴とし、放電灯の異常時などにおける負荷変動に対して放電灯点灯装置のストレスを軽減して安全性の向上が図れる。

【0017】請求項12の発明は、請求項1又は2の発明において、上記電源電圧検出手段の検出出力に応じて上記トランスの巻き数比を切り換える手段を備えたことを特徴とし、簡単な構成で電圧変換手段の効率を向上させることができる。請求項13の発明は、請求項3の発明50

6

において、上記直流電源の定格電圧が略12Vであり、且つ上記放電灯がキセノンメタルハライドランプであって、上記周波数可変手段は、上記電源電圧検出手段で検出される電源電圧が8V以上の場合に上記スイッチング素子のスイッチング周波数を低くして成ることを特徴とし、本発明の望ましい実施形態である。

【0018】請求項14の発明は、請求項3の発明において、上記直流電源の定格電圧が略24Vであり、且つ上記放電灯がキセノンメタルハライドランプであって、上記周波数可変手段は、上記電源電圧検出手段で検出される電源電圧が16V以上の場合に上記スイッチング素子のスイッチング周波数を低くして成ることを特徴とし、本発明の望ましい実施形態である。

【0019】

【発明の実施の形態】（実施形態1）図1は実施形態1の回路ブロック図、図2は同じく具体回路図をそれぞれ示している。本実施形態は、電源装置の負荷部2が放電灯Laを有する放電灯点灯装置であり、基本的な構成が従来例、特に図15に示した所謂ハーフブリッジ型のコンバータ回路1を備えた放電灯点灯装置と共通するので、共通する部分には同一の符号を付して説明を省略し、本実施形態の特徴となる制御回路5の構成並びに動作についてのみ説明する。なお、本実施形態における放電灯Laは従来例と同様にキセノンメタルハライドランプである。

【0020】図1及び図2に示すように、本実施形態における制御回路5は、放電灯点灯制御回路6、インバータ駆動回路7、電圧電流検出回路8、コンバータ駆動回路9、電源電圧検出回路10並びに周波数切換回路11を備えている。インバータ駆動回路7は、放電灯点灯制御回路6からの制御信号に基づいてインバータ回路3が具備する4個のスイッチング素子SW₁₁～SW₁₄をオン・オフ駆動するものである。また、電圧電流検出回路8は、コンバータ回路1とインバータ回路3の間に挿入された検出抵抗R_sによりコンバータ回路1からインバータ回路3に供給される直流電圧V_{dc}及び直流電流I_{dc}を検出するものである。さらに、コンバータ駆動回路9は、放電灯点灯制御回路6からの制御信号に基づいてコンバータ回路1が具備する一対のスイッチング素子SW₁、SW₂をオン・オフ駆動するものである。

【0021】而して、放電灯点灯制御回路6は、電圧電流検出回路8の検出出力に応じてコンバータ回路1の出力電圧V_{dc}並びに出力電流I_{dc}が所望の値となるようにコンバータ駆動回路9を制御してスイッチング素子SW₁のデューティを可変するとともに、放電灯Laの始動から点灯までの一連の動作（点灯直後に高出力で点灯し、その後定格点灯するような動作）を制御するために、インバータ回路3の発振周波数（4個のスイッチング素子SW₁₁～SW₁₄のスイッチング周波数）を可変してインバータ回路3から放電灯Laに供給される交流電

7

力を可変制御している。なお、詳しい説明は省略するが、放電灯点灯制御回路6は放電灯Laの異常時に回路を保護する機能も備えている。

【0022】一方、電源電圧検出回路10は、直流電源Eの電源電圧を検出し、検出出力を放電灯点灯制御回路6及び周波数切換回路11に出力するものである。また、周波数切換回路11は、電源電圧検出回路10の検出出力に応じてコンバータ駆動回路9に切換信号を出力し、コンバータ回路1が具備するスイッチング素子SW₁、SW₂のスイッチング周波数fを2通りの周波数f₁、f₂ (f₂ < f₁) に切り換えるものであって、例えば、図4(a)に示すように直流電源Eの電源電圧が定格電圧Vsのα (≥ 0.6) 倍より低い場合にスイッチング周波数fをf₁とし、電源電圧がαVsよりも高い場合にスイッチング周波数fをf₂に切り換える。但し、本実施形態では、図4(b)に示すようにスイッチング周波数fの切り換えにヒステリシスを持たせている。

【0023】図3は上記ヒステリシスを持たせた本実施形態の電源電圧検出回路10並びに周波数切換回路1120の具体回路構成を示す図である。この電源電圧検出回路10は、コンパレータCP、抵抗R₁～R₅、基準電源V_r等で構成されている。コンパレータCPの反転入力端には、電源電圧を分圧する抵抗R₁、R₂の接続点が接続される。また、コンパレータCPの非反転入力端には、抵抗R₅を介して基準電源V_rの正極が接続されるとともに抵抗R₃、R₄を介して制御電源V_{cc}が接続され、さらに抵抗R₃、R₄の接続点がコンパレータCPの出力端に接続されており、これによって高低2種類のしきい値電圧V₁ (= α₁ Vs)、V₂ (= α₂ Vs) 30が設定されている。但し、図4(b)に示すように、0.6 ≤ α₁ < α₂ であり、故にV₁ < V₂ となる。

【0024】而して、検出電圧(電源電圧)が上昇して高い方のしきい値電圧V₂を越えるとコンパレータCPの出力がHレベルからLレベルに変化するとともに、しきい値電圧が高い方の値V₂から低い方の値V₁へ変化する。逆に、検出電圧(電源電圧)が低下して低い方のしきい値電圧V₁を下回るとコンパレータCPの出力がLレベルからHレベルに変化するとともに、しきい値電圧が低い方の値V₁から高い方の値V₂に変化する。 40

【0025】一方、周波数切換回路11はNPN型のバイポーラトランジスタから成るスイッチング素子Q₁と抵抗R₆とで構成され、電源電圧検出回路10のコンパレータCPの出力が抵抗R₆を介してスイッチング素子Q₁のベースに入力されており、コンパレータCPの出力がHレベルのときにスイッチング素子Q₁がオンとなり、コンパレータCPの出力がLレベルのときにスイッチング素子Q₁がオフとなる。このスイッチング素子Q₁のコレクタがコンバータ駆動回路9に接続されており、スイッチング素子Q₁がオンのときにコンバータ駆 50

8

動回路9から出力される駆動信号の周波数fがf₁となり、スイッチング素子Q₁がオフのときにコンバータ駆動回路9から出力される駆動信号の周波数fがf₂となって、電源電圧のレベルに応じてコンバータ回路1のスイッチング素子SW₁、SW₂のスイッチング周波数fがf₁、f₂の2段に切り換えられる。このようにスイッチング周波数fの切り換えにヒステリシスを持たせることによって、スイッチング周波数fの切換時におけるチャタリング等によって回路素子にかかるストレスを軽減することができるという利点がある。

【0026】図6は本実施形態における電源電圧と、コンバータ回路1が具備するスイッチング素子SW₁のデューティと、スイッチング周波数fとの関係を示しており、曲線イがスイッチング周波数fをf₁とした場合、曲線ロがスイッチング周波数fをf₂とした場合である。同図から判るように、スイッチング素子SW₁のデューティ範囲を85%以下で使用するようコンバータ回路1のスイッチング周波数fを設定すると、電源電圧が定格電圧Vsよりも低い低電圧時には、スイッチング周波数fを高い方の値f₁に設定する方が適当であるから、本実施形態では電源電圧が定格電圧Vsの0.5倍からα倍までの範囲にあるときにはスイッチング周波数fをf₁とし、電源電圧が定格電圧Vsのα倍から1.5倍までの範囲にあるときにはスイッチング周波数fをf₂に切り換えるようにしている。

【0027】図5は本実施形態を上述のように動作させたときの電源電圧とコンバータ回路1の効率η [%]との関係を示しており、曲線イがスイッチング周波数fをf₁とした場合、曲線ロがスイッチング周波数fをf₂とした場合である。ここで、コンバータ回路1のスイッチング素子SW₁、SW₂には電界効果トランジスタ(FET)を使用し、スイッチング周波数fを100[kHz]～200[kHz]程度としている。

【0028】而して、図5からも明らかなように、電源電圧が定格電圧Vsのα倍よりも低い時にコンバータ回路1のスイッチング周波数fを高い値f₁に切り換えるとともに、電源電圧が定格電圧Vsのα倍よりも高い時にスイッチング周波数fを低い値f₂に切り換えることにより、コンバータ回路1における電力損失を低減してコンバータ回路1の効率η、特に電源電圧が低い時の効率ηを改善することが可能となる。但し、スイッチング素子SW₁、SW₂はバイポーラトランジスタであっても同様の効果を奏することが可能であり、また、スイッチング周波数fについても、スイッチング素子SW₁、SW₂やトランスTに依存するところが大きい、数100[Hz]～数10[MHz]としても同様の効果を奏することが可能である。なお、本実施形態では直流電源Eの電源電圧が定格電圧Vsの0.5倍から1.5倍の範囲で変動する場合を例示したが、これは電源装置並びに放電灯点灯装置として使用可能な範囲内であれば特

9

に限定されるものではない。

【0029】上述のように本実施形態によれば、電源電圧検出回路10の検出出力に応じて、コンバータ回路1が具備するスイッチング素子 SW_1 のデューティがコンバータ回路1における効率 η を所定値以上に維持可能な範囲となるように、周波数切換回路11によってスイッチング素子 SW_1 、 SW_2 のスイッチング周波数 f を切り換えるようにしているため、上述のように直流電源Eの電源電圧が変動した場合においても、コンバータ回路1における電力損失を低減してコンバータ回路1の効率 η 、特に電源電圧が低い時の効率 η を改善することが可能となる。その結果、従来と同等の性能を維持した状態での装置（特にトランスT、スイッチング素子 SW_1 、 SW_2 、コンデンサ C_1 …など）の小型化や軽量化並びにコストダウンが図れ、さらに、従来と同等の形状や寸法においては回路部品の温度上昇やストレスを抑えて信頼性の向上が図れる。しかも、電源電圧が定格よりも低いような低電圧時における電圧変換手段の損失を低減することが可能となり、スイッチング素子に流れる電流を軽減できて、特にトランスTやスイッチング素子 SW_1 、 SW_2 やコンデンサ C_1 …などの回路部品の温度上昇及びストレスを抑えて信頼性の向上が図れるという利点がある。

【0030】なお、コンバータ回路1が具備するスイッチング素子 SW_1 のデューティを15%以上85%以下の範囲に入るように制御することによって、上述のようにコンバータ回路1の効率 η を向上することが可能であるが、デューティが45%以上55%以下の範囲に入るように制御すれば、コンバータ回路1の効率 η をさらに向上させることができる。但し、この場合には直流電源Eの電源電圧の使用可能範囲に制約が生じる虞がある。

【0031】また、本実施形態のように放電灯Laをキセノンメタルハライドランプとし、直流電源Eの定格電圧 V_s が12Vである場合に、電源電圧が8V以上でスイッチング周波数 f を切り換えるようにすると、コンバータ回路1の効率 η を向上することが可能である。さらに、直流電源Eの定格電圧 V_s が24Vである場合には、電源電圧が16V以上でスイッチング周波数 f を切り換えることによって同等の効果を奏することが可能である。なお、キセノンメタルハライドランプには35Wや70Wなどのように定格出力が異なる複数種のタイプがあるが、何れのタイプにおいても同等の効果を奏することができる。

【0032】（実施形態2）実施形態1では周波数切換回路11によって切り換えられるスイッチング周波数 f が f_1 と f_2 の2段階であったが、図7（a）に示すように f_1 と f_2 との間で複数段階に切り換えるようにすれば、実施形態1に比較して電源電圧の全変動範囲内においてコンバータ回路1の効率 η を向上することが可能である。

10

【0033】また、図7（b）に示すようにスイッチング周波数 f を f_1 と f_2 との間で連続的に可変するにすれば、同図（a）の多段階の切り換えよりもさらにコンバータ回路1の効率 η を向上することができる。なお、スイッチング周波数 f を上記多段階又は連続的に可変する回路構成については、従来周知の技術を用いて実現可能であるから、詳しい説明は省略する。また、本実施形態では直流電源Eの電源電圧が定格電圧 V_s の0.5倍から1.5倍の範囲で変動する場合を例示したが、これは電源装置並びに放電灯点灯装置として使用可能な範囲内であれば特に限定されるものではない。

【0034】（実施形態3）図8は定格出力が35Wのキセノンメタルハライドランプの始動から数分間に必要なランプ電力 W_{La} を示している。すなわち、放電灯Laをキセノンメタルハライドランプとした場合、放電灯Laを安定点灯させるとともに光束を瞬時に立ち上げるために、消灯状態から始動して安定点灯するまでの期間（時刻 $t: 0 \sim t_1$ ）に放電灯Laの定格出力（＝35W）よりも高い電力 W_{La} を供給しなければならない。

【0035】そこで、本実施形態では、放電灯Laを始動から定格点灯させるまでの間だけ周波数切換回路11の動作を停止させてスイッチング周波数 f が切り換えられないようにして、消灯状態から始動して安定点灯するまでの期間に充分な電力 W_{La} が放電灯Laに供給されるようにしている。なお、かかる周波数切換回路11の動作停止は、放電灯点灯制御回路6によって制御される。

【0036】而して本実施形態によれば、放電灯Laを始動から定格点灯させるまでの間だけ周波数切換回路11の動作を停止させてスイッチング周波数 f が切り換えられないようにしているので、スイッチング素子 SW_1 のデューティ範囲を決めることで放電灯Laの始動時における立ち上がり電力不足の可能性がなくなり、放電灯Laを安定点灯し且つ光束を瞬時に立ち上げることを妨げずにコンバータ回路1の効率 η を向上させることができる。なお、放電灯Laの定格出力は実施形態の35Wに限定する主旨ではなく、他の定格出力の放電灯Laにおいても同等の効果を奏することが可能である。

【0037】（実施形態4）本実施形態は、放電灯点灯制御回路6によりコンバータ駆動回路9を介して可変制御されるコンバータ回路1のスイッチング素子 SW_1 のデューティを所定の上限値で制限するものである。すなわち、直流電源Eの電源電圧が低下するに従って放電灯点灯制御回路6はスイッチング素子 SW_1 のデューティを大きくする制御を行っているが、上述のようにスイッチング素子 SW_1 のデューティを所定の上限値で制限することによって、電源電圧が低下した場合にデューティが上限値で制限され、この上限値に対応するレベルよりもさらに電源電圧が低下した場合にはコンバータ回路1の出力が低下し、その結果、放電灯Laに供給される電力も低下することになる。

11

【0038】ここで、デューティの上限値は、図9 (a) に示すように電源電圧に関係なく固定（例えば、上限値＝85%）としてもよいし、同図（b）に示すように電源電圧が高くなるにつれて低くなるように可変してもよい。なお、このようなデューティの上限値の可変制御は、電源電圧検出回路10の検出出力に応じて放電灯点灯制御回路6において行うようにすればよい。

【0039】上述のようにコンバータ回路1のスイッチング素子 SW_1 のデューティを所定の上限値で制限することによって、電源電圧が定格電圧 V_s よりも低いような低電圧時におけるコンバータ回路1の電力損失を低減することができる。なお、このような効果はデューティの上限値を固定するか可変するかに関係なく、何れの場合にも奏することができるが、特にデューティの上限値を可変した場合には、放電灯 L_a の異常時などにおける負荷変動に対して放電灯点灯装置のストレスを軽減して安全性の向上が図れるという利点がある。また、本実施形態では直流電源Eの電源電圧が定格電圧 V_s の0.5倍から1.5倍の範囲で変動する場合を例示したが、これは電源装置並びに放電灯点灯装置として使用可能な範囲内であれば特に限定されるものではない。

【0040】（実施形態5）図10は本実施形態の全体構成を示しているが、本実施形態が実施形態1と異なる点はトランス T' に中間タップ13を設けるとともに電源電圧検出回路10の検出出力に応じてトランス T' のタップを切り換えるタップ切換回路12を制御回路5に備えた点にある。なお、他の構成及び動作については実施形態1と共通であるので、共通する部分には同一の符号を付して説明を省略する。

【0041】図11に示すように、トランス T' の1次30巻線に設けた中間タップ13の端子Lと1次巻線の端部の端子Hとを共通端子Cに切り換える切換部14が設けてある。一方、タップ切換回路12は、電源電圧検出回路10の検出出力に応じて、図12に示すように電源電圧が定格電圧 V_s 付近に設定される所定電圧以上の場合には切換部14を制御して共通端子Cを端子Hに接続し、電源電圧が上記所定電圧よりも低下した場合には切換部14を制御して共通端子Cを端子Hから端子Lに切換接続してトランス T' の昇圧比（巻き数比）を上げるものである。

【0042】而して、電源電圧が定格電圧 V_s よりも低いような低電圧域内でトランス T' の昇圧比を大きくすることにより、上記低電圧域内におけるスイッチング素子 SW_1 のデューティを従来例や実施形態1に比較して50%付近で可変させることができる。すなわち、コンバータ回路1においてはスイッチング素子 SW_1 のデューティが50%付近で最も効率 η が高くなるから、上述のように電源電圧の低電圧域内でスイッチング素子 SW_1 のデューティを50%付近で可変させることにより、電源電圧の全変動範囲において簡単な構成でコンバータ50

12

回路1の効率 η を向上することができるのである。

【0043】なお、本実施形態では中間タップ13をトランス T' の1次巻線に設けたが、2次巻線に中間タップを設けて2次側で昇圧比を切り換えるようにしてもよい。また、本実施形態では直流電源Eの電源電圧が定格電圧 V_s の0.5倍から1.5倍の範囲で変動する場合を例示したが、これは電源装置並びに放電灯点灯装置として使用可能な範囲内であれば特に限定されるものではない。

【0044】

【発明の効果】請求項1の発明は、直流電源と、トランスの電圧変換動作並びにスイッチング素子のスイッチング動作を利用して上記直流電源の電源電圧を所定の直流電圧に変換し負荷手段に供給する電圧変換手段と、該電圧変換手段から上記負荷手段に供給される直流電圧を検出する直流電圧検出手段と、該直流電圧検出手段の検出出力に応じて上記負荷手段に供給される直流電圧が所望のレベルとなるように上記スイッチング素子のデューティを可変する制御手段と、上記直流電源の電源電圧を検出する電源電圧検出手段と、該電源電圧検出手段の検出出力に応じて上記スイッチング素子のデューティが上記電圧変換手段における変換効率を所定値以上に維持可能な範囲となるように、上記スイッチング素子のスイッチング周波数を可変する周波数可変手段とを備えたので、直流電源の電源電圧の全変動範囲内で電源損失を抑えて電源効率を向上させることが可能となるという効果がある。また、従来と同等の性能を維持した状態での装置の小型化や軽量化並びにコストダウンが図れ、さらに、従来と同等の形状や寸法においては回路部品の温度上昇やストレスを抑えて信頼性の向上が図れるという効果がある。しかも、電源電圧が定格よりも低いような低電圧時における電圧変換手段の損失を低減することが可能となり、スイッチング素子に流れる電流を軽減できて、特にトランスやスイッチング素子などの回路部品の温度上昇及びストレスを抑えて信頼性の向上が図れるという効果がある。

【0045】請求項2の発明は、上記スイッチング素子のデューティの範囲を15%以上且つ85%以下としたので、直流電源の電源電圧の全変動範囲内で電源損失を抑えて電源効率を向上させることが可能となるという効果がある。請求項3の発明は、放電灯と、上記電圧変換手段から供給される直流電圧を交流電圧に変換して上記放電灯に供給するインバータ回路と、上記放電灯を始動する始動回路とを具備する上記負荷手段を備えたので、直流電源の電源電圧の全変動範囲内で電源損失を抑えて電源効率を向上させることが可能な放電灯点灯装置が実現できるという効果がある。

【0046】請求項5の発明は、上記周波数可変手段が、上記電源電圧検出手段で検出される電源電圧が上記直流電源の定格電圧の60%以上であるときにスイッ

13

ング周波数を可変するので、特に電源電圧が定格電圧よりも低い範囲における電源損失を抑えて電源効率を向上させることが可能となるという効果がある。請求項9の発明は、上記周波数可変手段が、上記放電灯の始動時にスイッチング周波数の可変動作を停止して成るので、スイッチング素子のデューティ範囲を決めることで放電灯の始動時における立ち上がり電力不足の可能性がなくなり、放電灯を安定点灯し且つ光束を瞬時に立ち上げることを妨げずに電圧変換手段の効率を向上させることができるという効果がある。

【0047】請求項11の発明は、上記インバータ制御手段が、上記電源電圧検出手段の検出出力が所定値以下の場合には上記放電灯への出力を下げて成るので、放電灯の異常時などにおける負荷変動に対して放電灯点灯装置のストレスを軽減して安全性の向上が図れるという効果がある。請求項12の発明は、上記電源電圧検出手段の検出出力に応じて上記トランスの巻き数比を切り換える手段を備えたので、簡単な構成で電圧変換手段の効率を向上することができるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】実施形態1を示す全体のブロック図である。

【図2】同上の具体回路図である。

【図3】同上における電源電圧検出回路並びに周波数切換回路の具体回路図である。

【図4】(a) (b)は同上における電源電圧とスイッチング周波数との関係を示す図である。

【図5】同上における電源電圧とコンバータ回路の効率との関係を示す図である。

【図6】同上における電源電圧とコンバータ回路が具備するスイッチング素子のデューティとの関係を示す図である。

【図7】(a) (b)は実施形態2における電源電圧と

スイッチング周波数との関係を示す図である。

【図8】実施形態3の動作を説明するための説明図である。

【図9】(a) (b)は実施形態4における電源電圧とコンバータ回路が具備するスイッチング素子のデューティとの関係を示す図である。

【図10】実施形態5を示す全体の具体回路図である。

【図11】同上の要部回路図である。

【図12】同上の動作を説明するための説明図である。

【図13】従来例のブロック図である。

【図14】同上の具体回路図である。

【図15】同上の他の具体回路図である。

【図16】同上における電源電圧とコンバータ回路の効率との関係を示す図である。

【図17】同上における電源電圧とコンバータ回路が具備するスイッチング素子のデューティとの関係を示す図である。

【符号の説明】

E 直流電源

1 コンバータ回路

2 負荷部

3 インバータ回路

4 始動回路

5 制御回路

6 放電灯点灯制御回路

7 インバータ駆動回路

8 電圧電流検出回路

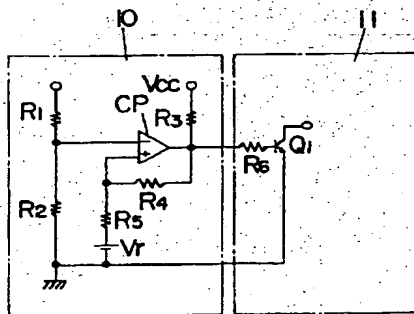
9 コンバータ駆動回路

10 電源電圧検出回路

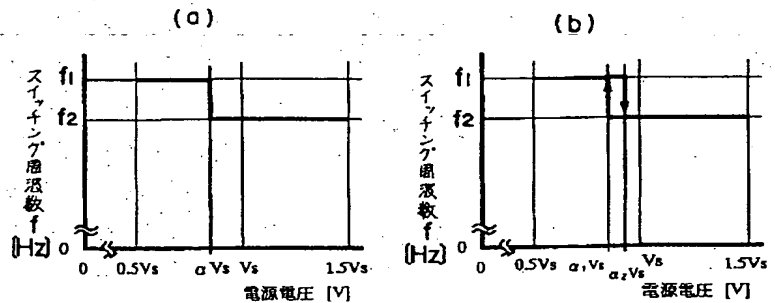
11 周波数切換回路

T トランス

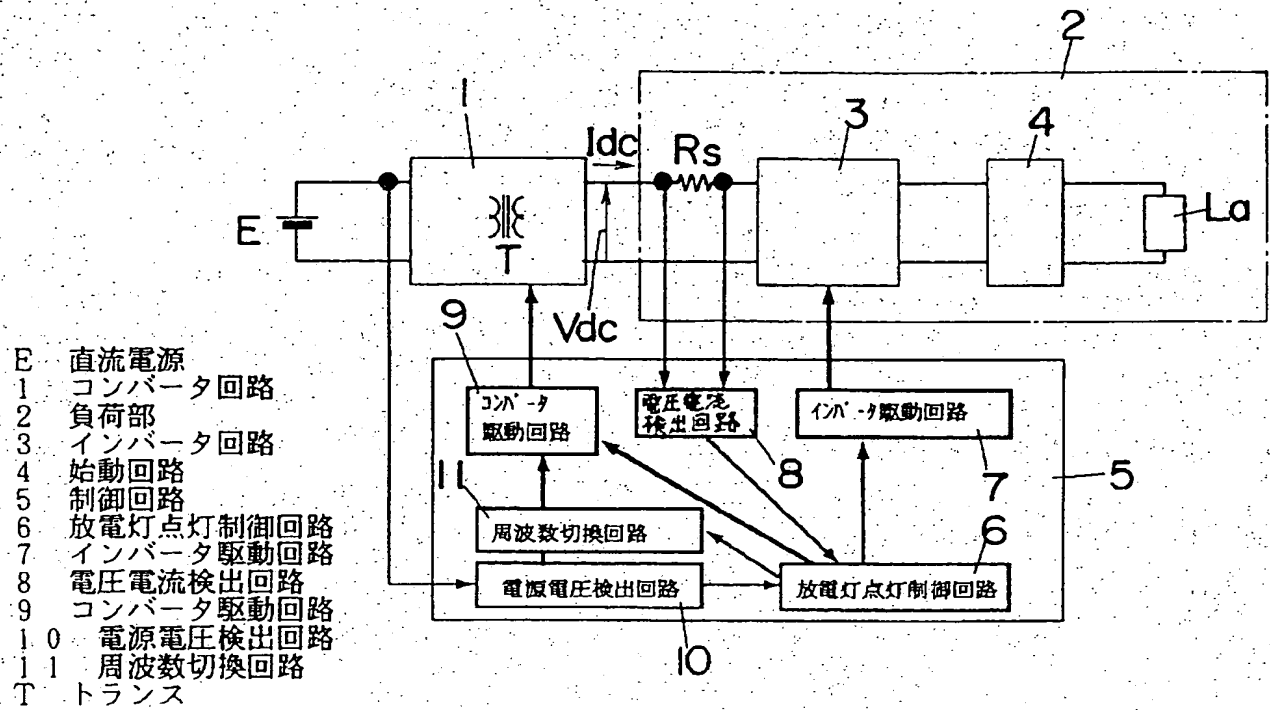
【図3】



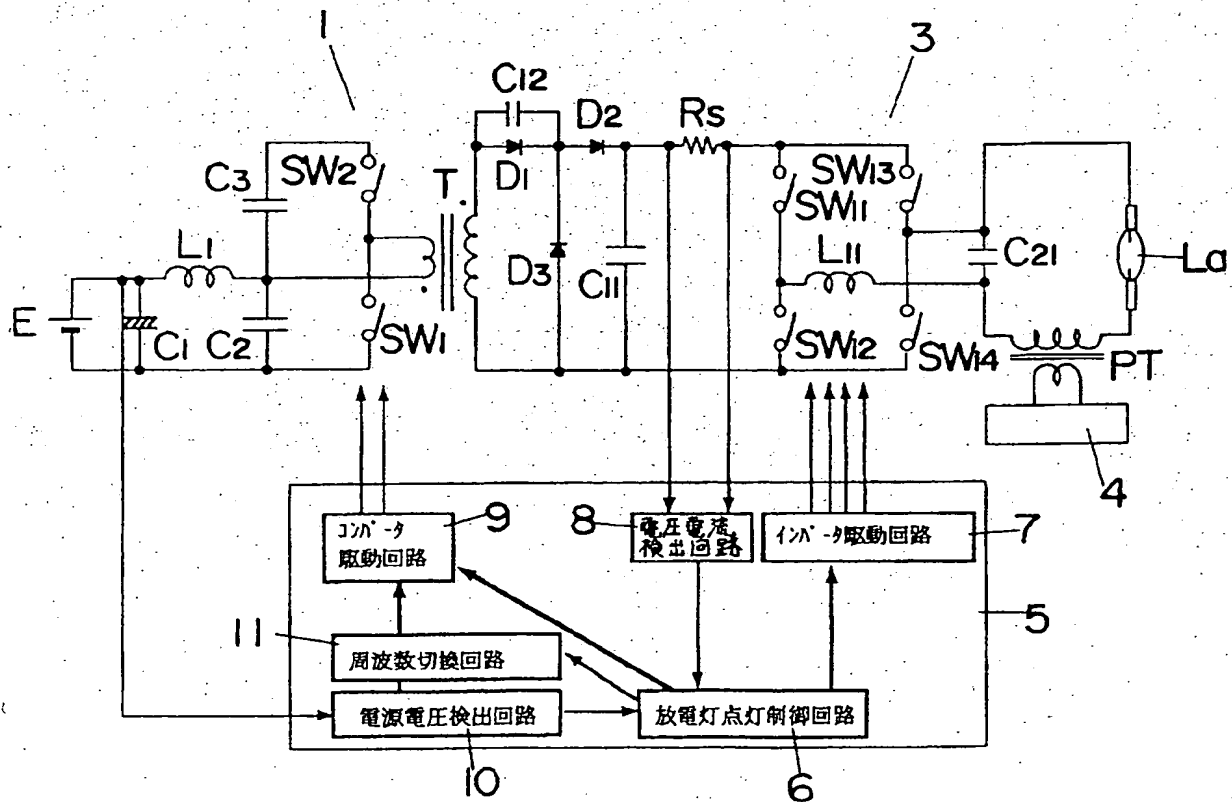
【図4】



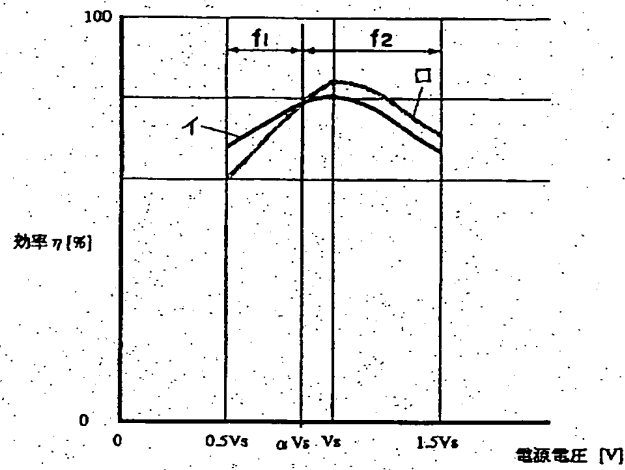
【図1】



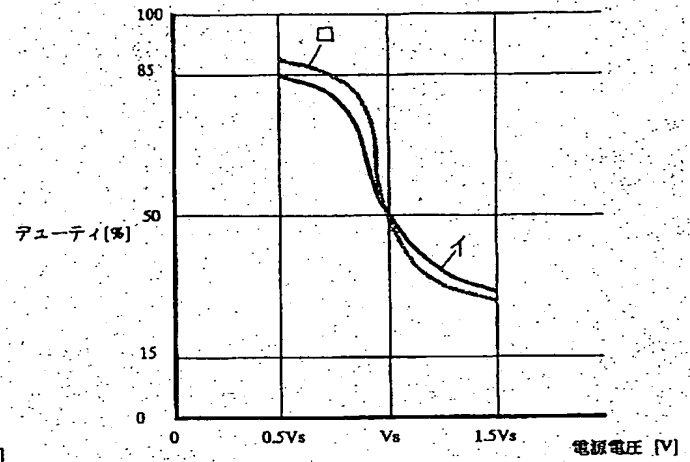
【図2】



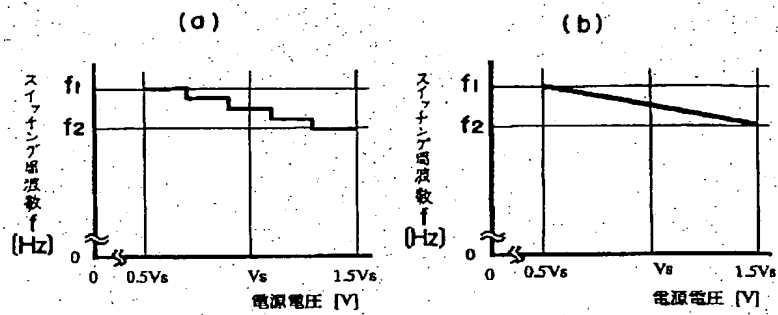
【図 5】



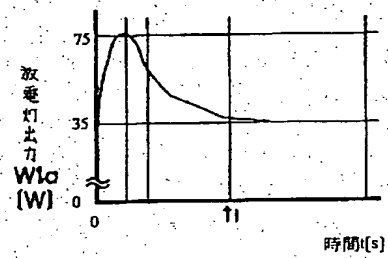
【図 6】



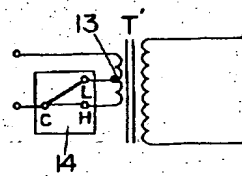
【図 7】



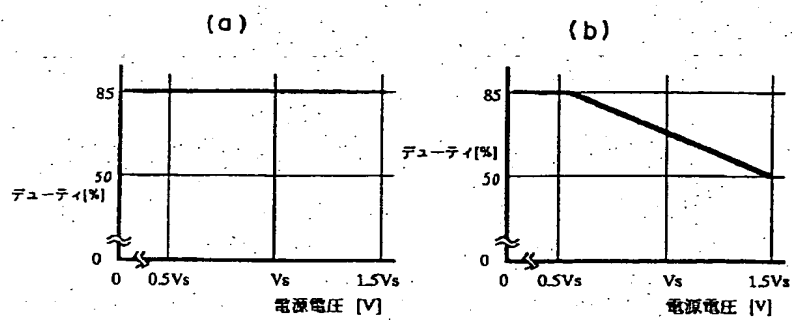
【図 8】



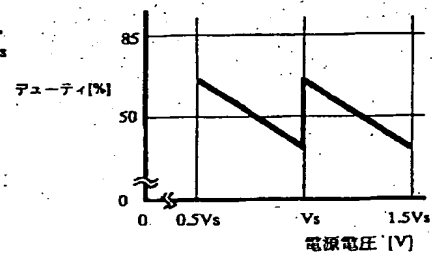
【図 11】



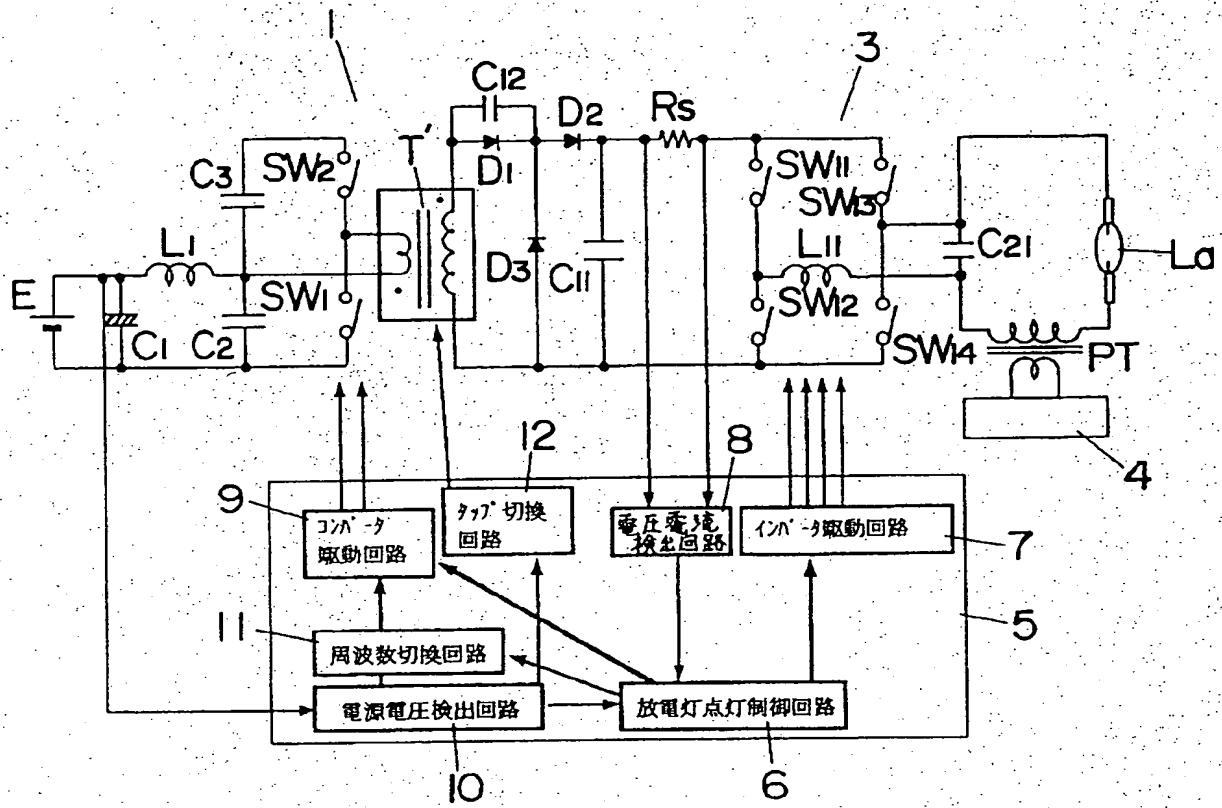
【図 9】



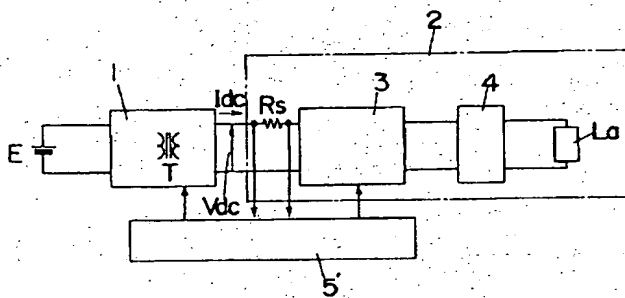
【図 12】



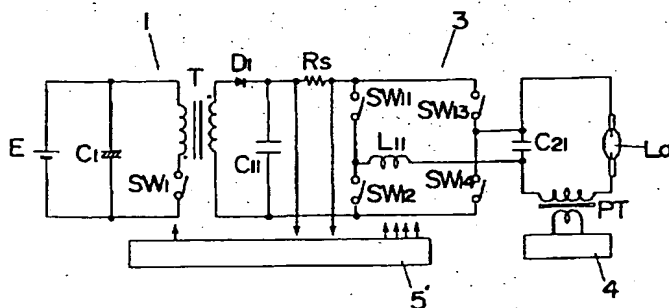
【図10】



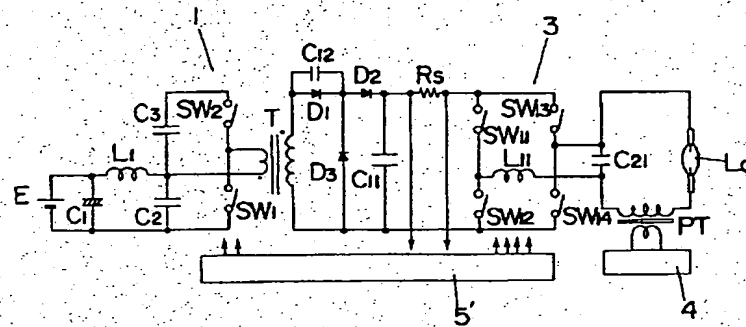
【図13】



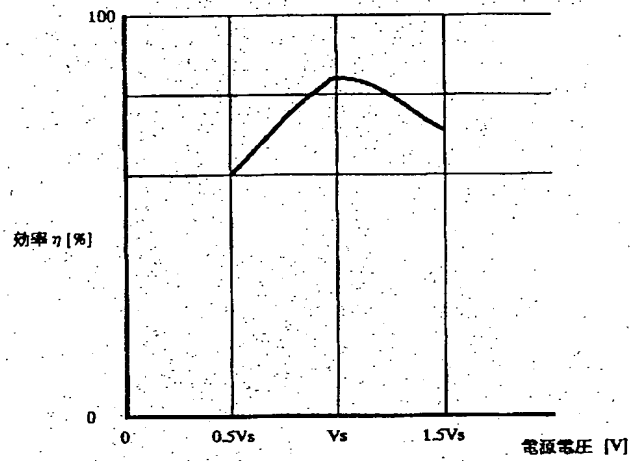
【図14】



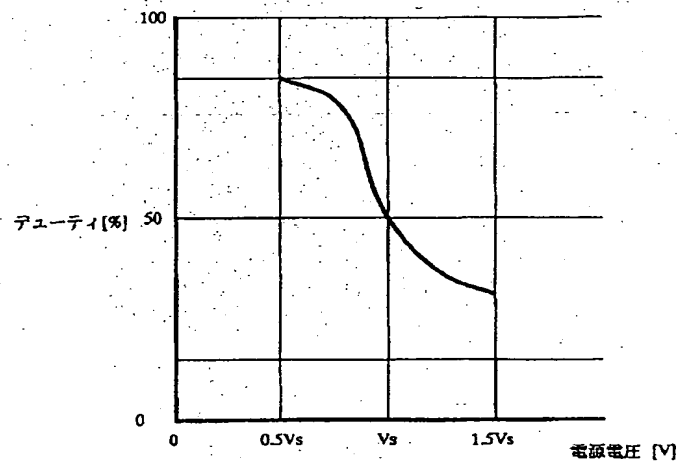
【図15】



【図16】



【図17】



フロントページの続き

(72)発明者 岸本 晃弘

大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株
式会社内

(72)発明者 三谷 正孝

大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株
式会社内